

# Análise da resolução em azimute num Radar ArcSAR

Yusef Cáceres, Marco Miranda, Karlus Macedo, Andrés Bertetich, Aleksander Medella, Bruno Pompeo e Leandro Pralon

**Resumo**—Este artigo apresenta uma análise da resolução em azimute num radar do tipo ArcSAR. Esse radar possui antenas de transmissão e recepção, que realizam um movimento de rotação à velocidade angular constante ao redor de um eixo fixo, com o objetivo principal de ter alta resolução nominal em azimute. Para estimar o azimute do alvo, utiliza-se um filtro casado. Neste artigo, calcula-se o sinal de saída do filtro casado de forma exata e fechada e estudam-se suas propriedades com respeito ao problema de resolução em azimute do radar.

**Palavras-Chave**—Radar, Processamento de sinais.

**Abstract**—This article analyzes the radar resolution problem for an arcSAR radar. This radar has transmitter and receiver antennas which rotate around a fixed axis with constant angular velocity, aiming a high nominal resolution in azimuth. A matched filter is applied to estimate the target's azimuth. In this article, the matched filter signal output is calculated in exact and closed form and their properties are studied with respect to the resolution problem.

**Keywords**—Radar, Signal processing.

## I. INTRODUÇÃO

Dentre os problemas encontrados no desenvolvimento de um radar, encontram-se o problema de detecção (determinar se, no sinal de recepção observado, existe o sinal refletido do alvo), o problema de estimação paramétrica (estimar alguns parâmetros cinemáticos do alvo, tais como range, azimute e velocidade radial a partir do sinal de recepção observado) e o problema de resolução. Em todos esses problemas citados, há a presença de ruído aditivo. O problema da resolução pode ser definido como a capacidade do radar de reconhecer um alvo em particular na interferência de outros alvos. Enquanto a relação sinal-ruído é um parâmetro que pode garantir uma alta probabilidade de detecção e uma alta precisão na estimação dos parâmetros cinemáticos dos alvos [1], ela é uma condição necessária mas não suficiente para o problema de resolução. Estritamente, não existe um único parâmetro que determine a capacidade de resolução do radar. Sendo assim, baseado na definição anteriormente apresentada, o desempenho do radar num ambiente de múltiplos alvos depende da largura do lóbulo principal do sinal de correlação, assim como também do comportamento desse sinal ao redor do lóbulo principal, pois os lóbulos secundários gerados podem resultar em falsos alarmes ou ocultar um alvo. Neste artigo, com o objetivo de analisar sua capacidade de resolução, determina-se, de forma exata e fechada, o sinal de saída do filtro casado num radar

Yusef Cáceres, Marco Miranda, Karlus Macedo e Andrés Bertetich, Grupo de Processamento de Sinais, Divisão de Radares - BRADAR, Aleksander Medella, Bruno Pompeo e Leandro Pralon, Grupo Radar, Divisão de Tecnologia da Informação - CTEEx E-mails: yusefc@gmail.com

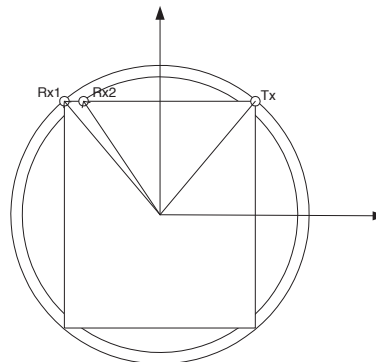


Fig. 1. Geometria do Radar ArcSAR.

de abertura sintética, onde suas antenas se movimentam num arco de circunferência (ArcSAR).

Em [3], [4] e [5], utiliza-se um filtro casado em azimute para alvos pontuais em repouso para um radar de abertura sintética do tipo ArcSAR, mas não é apresentado seu cálculo de forma fechada e exata. Além disso, em [3], mostra-se uma forma aproximada para calcular a resolução nominal em azimute. Atualmente, devido às limitações nos comprimentos das antenas e no tamanho do sistema de radar empregado, o ArcSAR vem sendo utilizado em determinadas aplicações [6].

O artigo está organizado da seguinte forma. Na primeira seção, apresenta-se o modelo do sinal de recepção em azimute do radar ArcSAR e formula-se claramente o problema. Na seguinte seção, apresenta-se a análise do problema proposto. Na penúltima seção, ilustram-se os resultados obtidos, através de exemplos numéricos gerados a partir de dados simulados. Finalmente na última seção, apresentam-se as conclusões.

## II. RESULTADOS PRÉVIOS

Considere um radar do tipo ArcSAR, que possui uma antena de transmissão (Tx) e duas antenas de recepção (Rx2 e Rx1), as quais realizam um movimento de rotação à velocidade angular constante ao redor de um eixo fixo. Nesse cenário, conforme ilustrado na Figura 1, o radar possui dois canais formados pelos pares (Tx,Rx1) e (Tx,Rx2). Em particular, para o  $i$ -ésimo canal (veja Figura 2) tem-se que as antenas têm um raio  $r_{Tx}$  ( $r_{Rxi}$ ) na transmissão (recepção, respectivamente), os quais se movimentam com uma velocidade angular constante  $\omega_A$ . Logo, o ângulo da antena  $\theta_{Tx}(t)$  ( $\theta_{Rxi}(t)$ ), num determinado instante de tempo, é dado por  $\theta_{Tx}(t) = \omega_A t + \theta_{Tx0}$  ( $\theta_{Rxi}(t) = \omega_A t + \theta_{Rxi0}$ ). Assume-se que existem  $K$  espalhadores, que se movimentam ao redor de

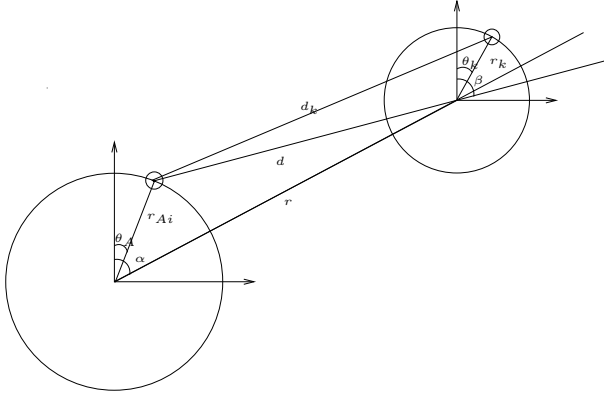


Fig. 2. Geometria do radar terrestre do tipo ArcSAR para um determinado canal.

um ponto de referência. O vetor  $r_k(t)$  representa a posição do  $k$ -ésimo espalhador com respeito ao ponto de referência local. A variável  $\theta_k(t)$  denota o ângulo entre o vetor  $r_k(t)$  e o eixo vertical. O vetor  $r(t)$  representa o deslocamento do ponto de referência com respeito ao centro do radar. O ângulo entre esse vetor e o eixo vertical é o azimute ( $\alpha$ ).

Em [2], apresenta-se um cálculo aproximado do sinal de recepção em azimute para o  $i$ -ésimo canal, o qual é dado por:

$$s_{Rxi}(t) = \exp\left\{-j\frac{4\pi}{\lambda}(r(t) - r_{Ai} \cos(\omega_A t + \theta_{Ai0} - \alpha))\right\} s_K(t), \quad (1)$$

para  $t \in [-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]$ , onde  $T$  representa o tempo de observação do alvo,

$$r_{Ai} = 0.5\sqrt{r_{Tx}^2 + r_{Rxi}^2 + 2r_{Tx}r_{Rxi} \cos(\theta_{Tx0} - \theta_{Rxi0})} \quad (2)$$

denota o radio equivalente,

$$\theta_{Ai0} = \arctan\left(\frac{r_{Tx} \sin \theta_{Tx0} + r_{Rxi} \sin \theta_{Rxi0}}{r_{Tx} \cos \theta_{Tx0} + r_{Rxi} \cos \theta_{Rxi0}}\right) \quad (3)$$

representa o ângulo inicial equivalente e

$$s_K(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\sigma_k} \exp\left\{-j\frac{4\pi}{\lambda}(r_k(t) \cos(\alpha(t) - \theta_k(t)))\right\}. \quad (4)$$

denota o sinal micro-Doppler relativo aos  $K$  espalhadores.

Note que um alvo pontual pode ser representado pela equação (1), quando existe somente um espalhador ( $r_k(t) = 0$  e  $K = 1$ ) com movimento de translação radial à velocidade constante ( $r(t) = vt + r(0)$  e  $\alpha(t) = \alpha$ ). Observe que a frequência instantânea  $f_i(t)$  do sinal recebido  $s_{Rxi}(t)$  é dada por:

$$f_i(t) = -\frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \frac{4\pi}{\lambda} (r(t) - r_{Ai} \cos(\omega_A t + \theta_{Ai0} - \alpha)) \quad (5)$$

$$= -\frac{2}{\lambda} (v + r_{Ai} \omega_A \sin(\omega_A t + \theta_{Ai0} - \alpha)). \quad (6)$$

Isto é, a frequência instantânea contém a frequência Doppler:

$$f_D = -\frac{2}{\lambda} v, \quad (7)$$

produzida pelo movimento de translação do alvo e a frequência micro-Doppler:

$$f_{mDi} = -\frac{2}{\lambda} r_{Ai} \omega_A \sin(\alpha - \omega_A t - \theta_{Ai0}), \quad (8)$$

relativa ao movimento de rotação da antena do radar. Note que a frequência micro-Doppler é variante no tempo. Sendo assim, as características desse sinal devem ser analisadas através de uma transformada tempo-frequência, como por exemplo a STFT (*Short Time Fourier Transform*).

Considera-se que o sinal de recepção observado em azimute no  $i$ -ésimo canal é dado por:

$$x_{Rxi} = s_{Rxi} + \eta_i, \quad i = 1, 2. \quad (9)$$

onde  $\eta_i$  representa um ruído Gaussiano branco de média nula e variância  $\sigma_i^2/2$ .

Nesse cenário, em [2], mostra-se que o azimute do alvo, mesmo na presença de vários espalhadores, pode ser estimado através de um filtro casado, denominado de filtro de compressão em azimute, dado por:

$$\hat{\theta} = \omega_A \hat{\tau}, \quad (10)$$

sendo

$$\hat{\tau} = \operatorname{argmax} \left\{ |\rho(\tau)| = \left| \int x_{Rx}(t) s_F^*(t - \tau) dt \right| \right\}, \quad (11)$$

onde:

- $\rho(\tau)$  é chamado de sinal de compressão em azimute,
- $x_{Rx}(t)$  é calculado como sendo:

$$x_{Rx}(t) = \frac{x_{Rx1}(t)x_{Rx2}^*(t)}{|x_{Rx1}(t)x_{Rx2}^*(t)|} = s_{Rx} + \eta, \quad (12)$$

onde  $\eta = s_{Rx1}\eta_2^* + s_{Rx2}^*\eta_1 + \eta_1\eta_2^*$  e

$$s_{Rx}(t) = \exp\left\{j\frac{4\pi}{\lambda} r_A \cos(\omega_A t + \theta_{A0} - \alpha)\right\}, \quad (13)$$

para  $t \in [-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]$ , sendo

$$r_A = \sqrt{r_{A2}^2 + r_{A1}^2 - 2r_{A2}r_{A1} \cos(\theta_{A20} - \theta_{A10})} \quad (14)$$

e

$$\theta_{A0} = \arctan\left(\frac{r_{A1} \sin \theta_{A10} - r_{A2} \sin \theta_{A20}}{r_{A1} \cos \theta_{A10} - r_{A2} \cos \theta_{A20}}\right). \quad (15)$$

- $s_F(t)$ , chamado o sinal do filtro, é dado por:

$$s_F(t) = \exp\left\{j\frac{4\pi}{\lambda} r_A \cos(\omega_A t + \theta_{A0})\right\}, \quad (16)$$

para  $t \in [-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}]$ .

Observe que o sinal  $x_{Rx}(t)$  não depende dos espalhadores nem da velocidade do alvo. Isto é, o problema de estimação do azimute do alvo reduz-se a um problema onde o alvo é pontual e está em repouso.

Antes de finalizar esta seção, define-se o problema: *Dado o sinal de compressão em azimute  $\rho(\tau)$ , determinar sua resolução nominal. Isto é, determinar o valor de  $\theta_b$  tal que  $|\rho(\frac{\theta_b}{\omega_A})| = -3dB$ .*

## III. FILTRO CASADO

A seguir, mostram-se alguns resultados auxiliares necessários para o cálculo do sinal de saída do filtro casado. Inicialmente, mostra-se uma propriedade dos sinais FM sinusoidais. Finalmente, apresenta-se a definição da função de ambiguidade de um sinal e expressões dessa função, quando aplicadas a alguns sinais elementares.

**Lema 1** Para um sinal FM sinusoidal, tem-se a seguinte identidade:

$$\exp\{-j\beta \sin \omega\} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(\beta) \exp\{-jk\omega\}, \quad (17)$$

onde  $J_k(\beta)$  é a função de Bessel de  $k$ -ésima ordem. Os valores de  $J_k(\beta)$  são próximos a zero para valores grandes de  $k$ . Sendo assim, uma aproximação do sinal é realizada, considerando que  $k \in [-K, K]$ . Foi mostrado que: (i) para  $\beta > 1$ , o menor inteiro  $K$  tal que  $\sum_{k=-K}^K J_k^2(\beta) > 0.99$  é dado por  $K \approx \beta + 1$ ; (ii) para  $\beta \in [0, 0.14]$ , tem-se que  $K = 0$  e (iii) para  $\beta \in [0.14, 1]$ , tem-se que  $K = 1$  ou  $K = 2$ .

**Definição 2** A função ambiguidade do sinal  $s(t)$  é definida como:

$$\chi_s(\nu, \tau) = \int s(t)s^*(t - \tau) \exp\{j2\pi\nu t\} dt. \quad (18)$$

**Lema 3** Seja

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right), \quad (19)$$

onde

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & t \in [-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}] \\ 0, & t \notin [-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}] \end{cases}. \quad (20)$$

Então, sua função de ambiguidade é dada por:

$$\chi_s(\nu, \tau) = \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \text{sinc}(\nu T(1 - \frac{|\tau|}{T})) \exp\{j\pi\nu\tau\}, \quad (21)$$

sendo

$$\text{sinc}(t) = \begin{cases} \frac{\sin(t\pi)}{t\pi}, & t \neq 0 \\ 1, & t = 0 \end{cases}. \quad (22)$$

A seguir, apresenta-se a expressão da correlação cruzada entre o sinal de recepção e o sinal do filtro.

**Teorema 4** O valor absoluto do sinal da saída do filtro casado é dado por:

$$|\rho(\tau)| = \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \exp\left\{-jn\left(\frac{\alpha + \omega_A\tau}{2} - \theta_{A0}\right)\right\} \chi_s\left(n\frac{\omega_A}{2\pi}, \tau\right) \right|, \quad (23)$$

onde  $\beta = \frac{8\pi r_A}{\lambda} \left| \sin\left(\frac{\alpha - \omega_A\tau}{2}\right) \right|$ .

*Demonstração:* Substituindo as expressões dos sinais de recepção em azimute, anteriormente mencionados, na definição da correlação, tem-se:

$$\rho(\tau) = \int \exp\left\{j\frac{4\pi}{\lambda}(r_A \cos(\omega_A t + \theta_{A0} - \alpha) - r_A \cos(\omega_A(t - \tau) + \theta_{A0}))\right\} s(t)s^*(t - \tau) dt.$$

Logo, após algumas operações trigonométricas, tem-se que:

$$\rho(\tau) = \int \exp\left\{-j\frac{4\pi}{\lambda}(2r_A \left|\sin\left(\frac{\omega_A\tau}{2}\right)\right| \sin\left(\frac{\alpha + \omega_A\tau}{2} - \omega_A t - \theta_{A0}\right))\right\} s(t)s^*(t - \tau) dt. \quad (24)$$

Por outro lado, com base no Lema 1, tem-se que:

$$\exp\{-j\beta \sin \phi\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \exp\{-jn\phi\},$$

onde  $\beta = \frac{4\pi}{\lambda}(2r_A \left|\sin\left(\frac{\alpha - \omega_A\tau}{2}\right)\right|)$  e  $\phi = \frac{\alpha + \omega_A\tau}{2} - \omega_A t - \theta_{A0}$ .

Substituindo a expressão acima na função de correlação cruzada (24), tem-se:

$$\rho(\tau) = \int \left( \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \exp\left\{-jn\left(\frac{\alpha + \omega_A\tau}{2} - \omega_A t - \theta_{A0}\right)\right\} \right) s(t)s^*(t - \tau) dt$$

ou equivalentemente

$$\rho(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \exp\left\{-jn\left(\frac{\alpha + \omega_A\tau}{2} - \theta_{A0}\right)\right\} \int s(t)s^*(t - \tau) \exp\{jn\omega_A t\} dt.$$

Finalmente, utilizando a definição de função de ambiguidade, tem-se:

$$\rho(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \exp\left\{-jn\left(\frac{\alpha + \omega_A\tau}{2} - \theta_{A0}\right)\right\} \chi_s\left(n\frac{\omega_A}{2\pi}, \tau\right).$$

Com base no Lema 3 e considerando que  $J_n(-x) = (-1)^n J_n(x)$ , a correlação cruzada pode ser expressa conforme mostrado a seguir. ■

**Corolário 5** Considerando que o alvo é pontual e que  $s = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)$ , tem-se que o sinal de saída do filtro casado é dado por:

$$|\rho(\tau)| = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \text{sinc}\left(n\frac{\omega_A}{2\pi} T(1 - \frac{|\tau|}{T})\right) \exp\left\{-jn\left(\frac{\alpha}{2} - \theta_{A0}\right)\right\} \right|, \quad (25)$$

onde  $\beta = \frac{8\pi r_A}{\lambda} \left| \sin\left(\frac{\alpha - \omega_A \tau}{2}\right) \right|$  ou equivalentemente por

$$|\rho_{s_R}(\tau)| = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \left| J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \operatorname{sinc}\left(2n \frac{\omega_A}{2\pi} T \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right)\right) \cos\left(2n\left(\frac{\alpha}{2} - \theta_{A0}\right)\right) + j 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\beta) \operatorname{sinc}\left((2n-1) \frac{\omega_A}{2\pi} T \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right)\right) \sin\left((2n-1)\left(\frac{\alpha}{2} - \theta_{A0}\right)\right) \right|. \quad (26)$$

Baseado nos resultados anteriores, podemos fazer os seguintes comentários:

**Comentário 6** O máximo do valor absoluto do sinal de saída do filtro casado acontece quando  $\beta = \frac{8\pi r_A}{\lambda} \left| \sin\left(\frac{\alpha - \omega_A \tau}{2}\right) \right| = 0$ , isto é, quando  $\alpha = \omega_A \tau$  ou, equivalentemente, quando  $\hat{\theta} = \alpha$ .

**Comentário 7** Quando o alvo está no centro do campo de visão do radar ( $\alpha = 0$ ), o ângulo inicial equivalente deve satisfazer a seguinte equação  $\theta_{A0} = 0$  para que a soma, no sinal de saída do filtro casado, seja coerente (veja a equação (26)). Baseado na equação (15), tem-se que  $\theta_{A0} = 0$  quando  $r_{A1} \sin \theta_{A10} = r_{A2} \sin \theta_{A20}$ , ou seja, quando as projeções verticais de cada canal de transmissão e recepção equivalentes são iguais. Nessa condição, o sinal de saída do filtro casado é simétrico com respeito ao eixo vertical que contém a origem e sua resolução nominal será a menor possível. Considerando que  $\theta_{A0} = 0$  e o alvo não esteja no centro do campo de visão do radar ( $\alpha \neq 0$ ), a soma, no sinal de saída do filtro casado, não é coerente e portanto ele é assimétrico e sua resolução nominal aumenta.

**Comentário 8** Quando  $\alpha = 0$  e  $\theta_{A0} = 0$ , o sinal de saída do filtro casado é dado por:

$$|\rho_{s_R}(\tau)| = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \left| J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \operatorname{sinc}\left(2n \frac{\omega_A}{2\pi} T \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right)\right) \right|. \quad (27)$$

Observe que, para valores de  $\tau$  próximos a zero, pelo Lema 1, essa soma infinita pode ser aproximada com alta precisão por uma soma finita baseada no valor de  $\beta$ . Isto é,

$$|\rho_{s_R}(\tau)| = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \left| J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^N J_{2n}(\beta) \operatorname{sinc}\left(2n \frac{\omega_A}{2\pi} T \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right)\right) \right|. \quad (28)$$

Se, adicionalmente, impõe-se a seguinte restrição:  $\omega_A T = \pi$ . Nesse caso, a função  $\operatorname{sinc}\left(2n \frac{\omega_A}{2\pi} T \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right)\right)$  tende a zero para valores de  $\tau$  próximos a zero. Nessas condições,  $|\rho_{s_R}(\tau)| \approx \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \left| J_0(\beta) \right| \right|$ . Logo, considerando que  $\tau \ll T$ , tem-se que

- a relação do lóbulo principal para os secundários é de aproximadamente -8 dB.

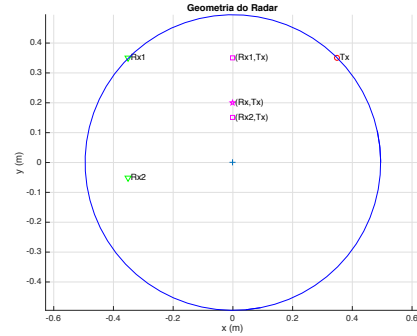


Fig. 3. Geometria do radar.

- a resolução em azimute ( $\theta_b$ ) pode ser expressa como:

$$\theta_b \approx \frac{1.125}{2\pi} \frac{\lambda}{r_A} = 0.179049 \frac{\lambda}{r_A}. \quad (29)$$

uma vez que  $J_0(1.125) = 0.7071$ . Note que a resolução em azimute não depende de  $\omega_A$ .

**Comentário 9** Quando existem dois alvos localizados em  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ , o sinal de saída do filtro casado é dado por,

$$|\rho(\tau)| = \left| \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \left| J_0(\beta_1) + J_0(\beta_2) + \sum_{n \neq 0} \operatorname{sinc}\left(n \frac{\omega_A}{2\pi} T \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right)\right) \left( J_n(\beta_1) \exp\left\{-jn\left(\frac{\alpha_1}{2} - \theta_{A0}\right)\right\} + J_n(\beta_2) \exp\left\{-jn\left(\frac{\alpha_2}{2} - \theta_{A0}\right)\right\} \right) \right|, \quad (30)$$

onde  $\beta_1 = \frac{8\pi r_A}{\lambda} \left| \sin\left(\frac{\alpha_1 - \omega_A \tau}{2}\right) \right|$  e  $\beta_2 = \frac{8\pi r_A}{\lambda} \left| \sin\left(\frac{\alpha_2 - \omega_A \tau}{2}\right) \right|$ .

#### IV. EXEMPLO NÚMÉRICO

Nesta seção, mostra-se um exemplo numérico, que ilustra a análise anteriormente apresentada. Considera-se que o radar opera na banda X ( $f_0 = 12\text{GHz}$ ) e sua geometria é mostrada na Figura 3. O sinal de recepção em azimute é gerado com uma frequência de amostragem e um tempo de observação dados por 1.024KHz e 4s, respectivamente. Nesse cenário, mostram-se as configurações equivalentes para cada canal, denominadas de (Rx1,Tx) e (Rx2,Tx), assim como também o sistema (Rx,Tx), onde  $r_A = 0.2\text{m}$ . Quando o alvo está em  $\alpha = 0$  ou  $\alpha = \pi/4$ : Nas Figuras 4 e 6, mostram-se o sinal de recepção equivalente  $s_{R,x}$  e o sinal do filtro  $s_F$ . Nas Figuras 5 e 7, apresenta-se o sinal de saída do filtro casado. Em azul, o sinal de compressão exato. Em vermelho, o sinal de compressão aproximado para os valores de  $N = 0$  e  $N = 200$ . Note que uma boa aproximação é atingida para valores de  $\tau$  próximos a zero quando  $N = 0$ . Para outros valores  $\tau$  são necessários valores de  $N$  maiores. A resolução em azimute, no primeiro caso, é de 1.27 graus (verificando a equação 29) e, no segundo caso, é de 1.63 graus. Isto é, a soma coerente dos termos, na saída da correlação em azimute, produz a resolução mínima. Quando dois alvos são localizados nos azimutes  $\alpha_1 = -4\theta_b$  e  $\alpha_2 = 4\theta_b$ , onde  $\theta_b = 1.27$  graus, nas Figuras 8 e 9, mostra-se o sinal de recepção equivalente  $s_{R,x}$ , o sinal do filtro  $s_F$  e o sinal de saída do filtro casado.

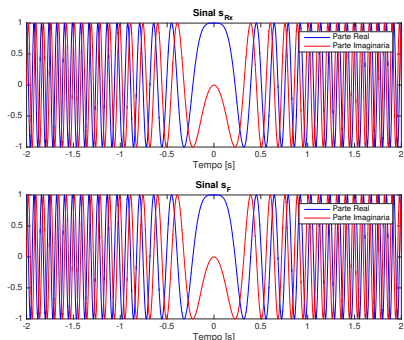


Fig. 4. Sinus  $s_{Rx}(t)$  e  $s_F(t)$  para  $\alpha = 0$ .

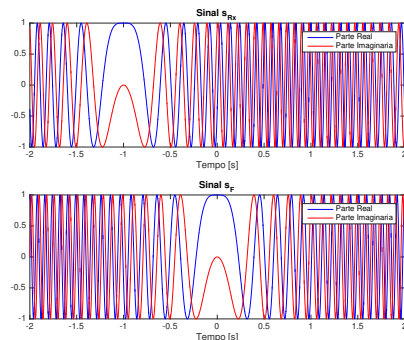


Fig. 6. Sinus  $s_{Rx}(t)$  e  $s_F(t)$  para  $\alpha = \pi/4$ .

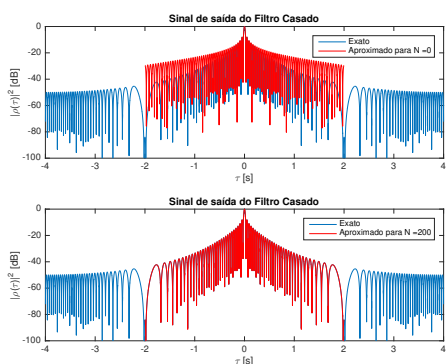


Fig. 5. Sinal de saída do filtro casado  $\rho(\tau)$  para  $\alpha = 0$ .

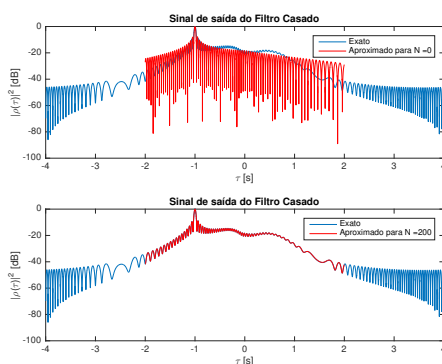


Fig. 7. Sinal de saída do filtro casado  $\rho(\tau)$  para  $\alpha = \pi/4$ .

Note que, a principal interferência na correlação cruzada é gerada por o lóbulo principal do outro alvo. Observe também que para essa distância angular, os dois alvos podem ser discriminados pelo radar.

### V. CONCLUSÃO

Este artigo analisa alguns aspectos do problema de resolução em azimute num radar do tipo ArcSAR. Para tanto, calcula-se a saída do filtro casado, para a estimativa do azimute do alvo de forma exata e fechada. Analisam-se suas propriedades e calcula-se, de forma aproximada, sua resolução nominal em azimute.

### REFERÊNCIAS

- [1] M. Skolnikl. Radar Handbook, Third Edition. Electronics electrical engineering. , McGraw-Hill, 2008.
- [2] Y. Caceres, H. Cioqueta, A. Medella and B. Pompeo. Algoritmo de estimação do azimute para alvos distribuídos em radares do tipo ArcSAR , XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2013.
- [3] H. Klausing, and W. Keydel. Feasibility of a synthetic aperture radar with rotating antennas (ROSAR) , IEEE International Radar Conference, 2(3):51–36, 1990.
- [4] M. Mohammadpoor, R. Raja Abdullah, A. Ismail, and D. Abas. A circular synthetic aperture radar for on-the-ground object detection. , Progress in Electromagnetics Research, 122:269–292, 2012.
- [5] H. Lee, and et al. Development of a Truck Mounted Arc Scanning Synthetic Aperture Radar. , IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing, vol. 52, no. 5, May 2014.
- [6] Y. Lin, and et al. Interferometric circular SAR method for three dimensional imaging. , IEEE Geosci. Remote Sens. Lett., vol. 8, no. 6, pp. 1026 - 1030, Nov. 2011.

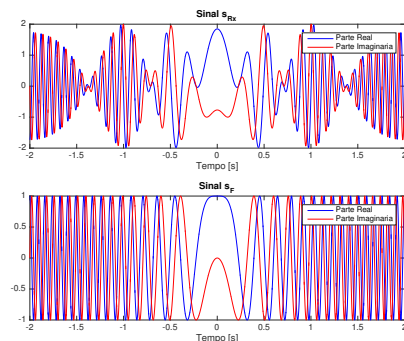


Fig. 8. Sinus  $s_{Rx}(t)$  e  $s_F(t)$  para  $\alpha_1 = -4\theta_b$  e  $\alpha_2 = 4\theta_b$ , onde  $\theta_b = 1.27\pi/180$ .

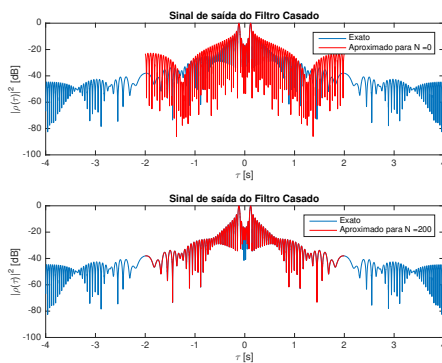


Fig. 9. Sinal de saída do filtro casado  $\rho(\tau)$  para  $\alpha_1 = -4\theta_b$  e  $\alpha_2 = 4\theta_b$ , onde  $\theta_b = 1.27\pi/180$ .